

(12) DEMANDE INTERNATIONALE PUBLIÉE EN VERTU DU TRAITÉ DE COOPÉRATION  
EN MATIÈRE DE BREVETS (PCT)

(19) Organisation Mondiale de la Propriété  
Intellectuelle  
Bureau international



(43) Date de la publication internationale  
10 juillet 2003 (10.07.2003)

PCT

(10) Numéro de publication internationale  
WO 03/056702 A1

(51) Classification internationale des brevets<sup>7</sup> : H03M 7/00,  
H03C 3/09, H03L 7/197

(72) Inventeur; et

(75) Inventeur/Déposant (pour US seulement) : CHAM-  
PION, Gaël [FR/FR]; 60, rue Violet, F-75015 Paris (FR).

(21) Numéro de la demande internationale :

PCT/FR02/04433

(74) Mandataires : VERDURE, Stéphane etc.; Cabinet  
Plasseraud, 84, rue d'Amsterdam, F-75440 Paris Cedex 9  
(FR).

(22) Date de dépôt international :

18 décembre 2002 (18.12.2002)

(25) Langue de dépôt :

français

(26) Langue de publication :

français

(30) Données relatives à la priorité :

01/16874 26 décembre 2001 (26.12.2001) FR

(81) États désignés (national) : AE, AG, AL, AM, AT, AU, AZ,  
BA, BB, BG, BR, BY, BZ, CA, CH, CN, CO, CR, CU, CZ,  
DE, DK, DM, DZ, EC, EE, ES, FI, GB, GD, GE, GH, GM,  
HR, HU, ID, IL, IN, IS, JP, KE, KG, KP, KR, KZ, LC, LK,  
LR, LS, LT, LU, LV, MA, MD, MG, MK, MN, MW, MX,  
MZ, NO, NZ, OM, PH, PL, PT, RO, RU, SC, SD, SE, SG,  
SK, SL, TJ, TM, TN, TR, TT, TZ, UA, UG, US, UZ, VC,  
VN, YU, ZA, ZM, ZW.

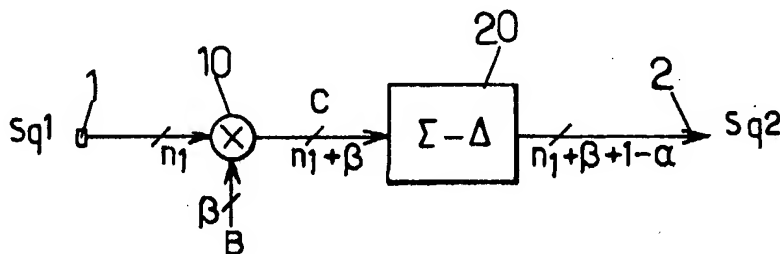
(71) Déposant (pour tous les États désignés sauf US) : EADS  
TELECOM [FR/FR]; Rue Jean-Pierre Timbaud, Batiment  
Jean-Pierre Timbaud, F-78180 Montigny Le Bretonneux  
(FR).

(84) États désignés (régional) : brevet ARIPO (GH, GM, KE,  
LS, MW, MZ, SD, SL, SZ, TZ, UG, ZM, ZW), brevet  
eurasien (AM, AZ, BY, KG, KZ, MD, RU, TJ, TM), brevet  
européen (AT, BE, BG, CH, CY, CZ, DE, DK, EE, ES, FI,

[Suite sur la page suivante]

(54) Title: METHOD AND DEVICE FOR CONVERTING A QUANTIZED DIGITAL VALUE

(54) Titre : PROCÉDE ET DISPOSITIF DE CONVERSION D'UNE VALEUR NUMÉRIQUE QUANTIFIÉE



(57) Abstract: The invention concerns a method and a device for converting an input digital value (Sq1) quantized in accordance with a first quantization factor (Cq1) and encoded on not more than n1 bits, into an output digital value (Sq2) quantized in accordance with a second quantization factor (Cq2) and encoded on not more than n2 bits. The method consists in multiplying the input digital value (Sq1) by an integer B, encoded on not more than β bits, to generate an intermediate digital value (C); in dividing, in fixed point, the first intermediate digital value (C) by the number 2<sup>α</sup>, where α is an integer not greater than n1+β, generating the output digital value (Sq2). The number B/2<sup>α</sup> is substantially equal to the ratio of the second quantization factor (Cq2) over the first quantization factor (Cq1). Additionally, the divider means comprise a Sigma-Delta modulator (20).

(57) Abrégé : L'invention propose un procédé et un dispositif de conversion d'une valeur numérique d'entrée (Sq1) quantifiée selon un premier coefficient de quantification (Cq1) et codée sur au plus n1 bits, en une valeur numérique de sortie (Sq2) quantifiée selon un second coefficient de quantification (Cq2) et codée sur au plus n2 bits. On multiplie la valeur numérique d'entrée (Sq1) par un nombre B entier, codé sur au plus R bits, pour générer une valeur numérique intermédiaire (C). On divise ensuite, en virgule fixe, la première valeur numérique intermédiaire (C) par le nombre 2<sup>α</sup>, où α est un nombre entier inférieur ou égal à n1+β, générant la valeur numérique de sortie (Sq2). Le nombre B/2<sup>α</sup> est sensiblement égal au rapport du second coefficient de quantification (Cq2) sur le premier coefficient de quantification (Cq1). En outre, les moyens diviseurs comprennent un modulateur Sigma-Delta (20).

WO 03/056702 A1

BEST AVAILABLE COPY



FR, GB, GR, IE, IT, LU, MC, NL, PT, SE, SI, SK, TR),  
brevet QAP (BF, BJ, CF, CG, CI, CM, GA, GN, GQ, GW,  
ML, MR, NR, SN, TD, TG).

En ce qui concerne les codes à deux lettres et autres abrévia-  
tions, se référer aux "Notes explicatives relatives aux codes et  
abréviations" figurant au début de chaque numéro ordinaire de  
la Gazette du PCT.

**Publié :**

- avec rapport de recherche internationale
- avant l'expiration du délai prévu pour la modification des  
revendications, sera republié si des modifications sont  
reçues

**PROCÉDE ET DISPOSITIF DE CONVERSION  
D'UNE VALEUR NUMÉRIQUE QUANTIFIÉE**

DEB No. 1551/PTO

24 JUN 2004

La présente invention se rapporte au domaine du traitement numérique du signal en virgule fixe. Elle trouve des applications dans tout système numérique en virgule fixe, et en particulier dans les synthétiseurs à modulation numérique utilisés dans les émetteurs radio et les émetteurs-récepteurs radio d'un système de radio-communications numériques.

Pour effectuer des opérations sur des nombres binaires, un système numérique en virgule flottante comprend des ressources logicielles tels qu'un DSP (de l'anglais "Digital Signal Processor") correctement programmé. Par opposition, un système en virgule fixe comprend uniquement des circuits logiques séquentiels tels que des additionneurs numériques, des multiplieurs numériques, des registres à décalages, ou autres.

Les nombres binaires qui sont traités par un système numérique en virgule fixe codent des valeurs quantifiées correspondant à une valeur réelle  $X$  (par exemple la valeur variable d'un signal radio reçu par un récepteur radio, ou la valeur constante de la fréquence d'un canal radio). Ces valeurs quantifiées sont représentées par des nombres entiers compris entre 0 et  $2^n - 1$ , où  $n$  est le nombre de bits servant à coder l'information, si la valeur  $X$  est toujours positive, ou entre  $-(2^{n-1} - 1)$  et  $2^{n-1} - 1$  si la valeur  $X$  est signée (c'est-à-dire si elle peut être négative). Par convention, on note  $X_q$  la valeur quantifiée qui est obtenue à partir de la valeur réelle  $X$  par une opération de quantification. Pour une quantification linéaire, la correspondance entre la valeur réelle  $X$  (dite information réelle) et la valeur quantifiée  $X_q$  (dite information quantifiée), est donnée par la relation :

$$X_q = \text{arrondi}(X \times C_q) \quad (1)$$

où  $C_q$  est un nombre réel appelé coefficient de quantification.

La quantification du système est déterminée par le nombre  $C_q$ , en relation avec le nombre  $n$ . Le coefficient de quantification  $C_q$  est tel que :

$$\begin{cases} \text{arrondi}(|X(t)| \times C_q) \leq 2^{n-1} - 1, \quad \forall t, & \text{si l'information } X \text{ est signée} \\ \text{arrondi}(X(t) \times C_q) \leq 2^n - 1, \quad \forall t, & \text{sinon} \end{cases} \quad (2)$$

où  $|x|$  désigne l'opérateur valeur absolue de la variable réelle  $x$ .

Le fait de quantifier l'information  $X$  crée une erreur, dite erreur de quantification et notée  $e$ , telle que :

$$e = X - \frac{Xq}{Cq} = X - \frac{\text{arrondi}(X \times Cq)}{Cq} \quad (3)$$

Bien sûr, l'erreur  $e$  est variable, en ce sens qu'elle dépend de la valeur  $X$ . D'après les propriétés de la fonction arrondi, l'erreur  $e$  est toutefois telle que  
 5  $|e| \leq \frac{1}{2 \times Cq}$ . La valeur maximum de l'erreur de quantification, notée  $e_{\max}$ , est donc donnée par :

$$e_{\max} = \frac{1}{2 \times Cq} \quad (4)$$

L'inverse du coefficient de quantification  $Cq$  est la résolution du système  
 10 numérique, c'est-à-dire la plus petite variation de l'information réelle distinguable sur l'information quantifiée. Dit autrement,  $\frac{1}{Cq}$  est tel que si

$$X = \frac{1}{Cq} + X' \text{ alors } Xq = 1 + X'q.$$

L'optimisation de la dynamique du système conduit en général à définir la quantification en choisissant  $Cq$  tel que :

$$15 \quad \begin{cases} Cq = \frac{\max(|X(t)|)}{2^{n-1}-1}, \quad \forall t, \text{ si l'information } X \text{ est signée} \\ Cq = \frac{\max(X(t))}{2^n-1}, \quad \forall t, \text{ sinon} \end{cases} \quad (5)$$

Certains systèmes imposent la quantification des données numériques, par exemple pour être homogène avec des signaux analogiques après conversion numérique-analogique d'un signal quantifié. Dans ce cas, on a une  
 20 erreur de quantification majorée en module par  $e_{\max} = \frac{1}{2 \times Cq}$  où  $Cq$  est le coefficient de quantification correspondant. Or, il se peut que cette résolution soit insuffisante pour représenter tout ou partie des signaux numériques du système.

D'autre part, certains systèmes numériques utilisent des valeurs numériques constantes. Dans un émetteur ou un récepteur radio par exemple,  
 25 une telle constante numérique peut représenter la fréquence centrale d'un

canal radio. Dans ce cas, on peut se trouver dans la situation où une erreur de quantification sur la constante numérique (cette erreur étant systématique, en ce sens qu'elle ne varie pas) dépasse l'erreur maximale tolérable pour la représentation numérique de cette constante. Si le système n'impose pas la quantification des données numériques, on peut réduire l'erreur de quantification systématique sur une constante numérique K déterminée en choisissant, quitte à ne pas optimiser la dynamique du système, le coefficient de quantification  $C_q$  tel que  $K - \frac{\text{arrondi}(K \times C_q)}{C_q} \leq e_d \leq e_{\max}$ , où  $e_d$  est l'erreur maximale tolérable pour la représentation numérique de la constante K. Ceci n'est toutefois pas possible dans un système qui impose la quantification des données numériques, tel qu'un synthétiseur de fréquence à modulation numérique par exemple.

C'est pourquoi, un premier objet de l'invention consiste à réduire les erreurs de quantification d'un signal numérique et/ou à corriger en numérique une erreur systématique de quantification d'une valeur numérique (notamment une valeur constante) sans contrainte sur la quantification, c'est-à-dire sans contrainte sur  $n$  et sur  $C_q$ .

De plus, l'utilisation dans un système numérique de données numériques issues de deux sous-systèmes ayant des quantifications respectives déterminées par des coefficients de quantification distincts, n'est possible que si l'un des deux coefficients de quantification est un multiple entier de l'autre.

En effet, si l'on cherche à utiliser dans un même système numérique des données issues d'un premier sous-système ayant une quantification déterminée par un premier coefficient  $C_{q1}$  avec des données numériques issues d'un second sous-système ayant une quantification déterminée par un second coefficient  $C_{q2}$ , différent de  $C_{q1}$ , on doit choisir  $C_{q1}$  et/ou  $C_{q2}$  tel que  $C_{q2} = r \times C_{q1}$  ou tel que  $C_{q1} = r \times C_{q2}$ , où  $r$  est un nombre entier.

On peut alors homogénéiser les données en multipliant par  $r$  les données du premier sous-système, respectivement du second sous-système. Mais cela n'est possible que si au moins l'un des sous-systèmes n'impose pas la quantification des données numériques.

C'est pourquoi, un second objet de l'invention consiste à permettre de connecter plusieurs systèmes numériques entre eux en assurant l'homogénéité des données mais sans contraintes sur leurs quantifications respectives.

Selon un premier aspect de l'invention, il est ainsi proposé un procédé  
5 de conversion d'une valeur numérique d'entrée quantifiée selon un premier coefficient de quantification et codée sur au plus  $n_1$  bits, en une valeur numérique de sortie quantifiée selon un second coefficient de quantification et codée sur au plus  $n_2$  bits, où  $n_1$  et  $n_2$  sont des nombres entiers non nuls.

Le procédé comprend les étapes consistant à :

- 10 a) multiplier la valeur numérique d'entrée par un nombre  $B$  entier, codé sur au plus  $\beta$  bits, où  $\beta$  est un nombre entier non nul, pour générer une première valeur numérique intermédiaire codée sur au plus  $n_1 + \beta$  bits ; et,  
b) diviser, en virgule fixe, ladite première valeur numérique intermédiaire par le nombre  $2^\alpha$ , où  $\alpha$  est un nombre entier inférieur ou égal à  $n_1 + \beta$ , pour  
15 générer ladite valeur numérique de sortie.

Selon l'invention, le nombre  $\frac{B}{2^\alpha}$  est sensiblement égal au rapport dudit  
second coefficient de quantification sur ledit premier coefficient de quantification. En outre, l'étape b) est réalisée au moyen d'un modulateur Sigma-Delta (modulateur  $\Sigma$ - $\Delta$ ). De préférence, il s'agit d'un modulateur  $\Sigma$ - $\Delta$   
20 d'ordre 1, qui est le plus simple à implémenter.

On notera qu'il s'agit d'une conversion numérique/numérique, c'est-à-dire que la valeur numérique de sortie, comme la valeur numérique d'entrée, sont des valeurs numériques quantifiées. Ce qui change, c'est la quantification de cette valeur numérique. En particulier, le modulateur  $\Sigma$ - $\Delta$  est un modulateur  
25 numérique/numérique.

Selon un deuxième aspect de l'invention, il est aussi proposé un dispositif de conversion d'une valeur numérique d'entrée quantifiée selon un premier coefficient de quantification et codée sur au plus  $n_1$  bits, en une valeur numérique de sortie quantifiée selon un second coefficient de quantification et  
30 codée sur au plus  $n_2$  bits, où  $n_1$  et  $n_2$  sont des nombres entiers non nuls.

Le dispositif comprend des moyens multiplieurs pour multiplier la valeur numérique d'entrée par un nombre  $B$  entier, codé sur au plus  $\beta$  bits, où  $\beta$  est un

nombre entier non nul. Ces moyens multiplieurs génèrent une première valeur numérique intermédiaire codée sur au plus  $n1+\beta$  bits. Le dispositif comprend en outre des moyens diviseurs pour diviser, en virgule fixe, ladite première valeur numérique intermédiaire par le nombre  $2^\alpha$ , où  $\alpha$  est un nombre entier inférieur ou égal à  $n1+\beta$ . Ces moyens diviseurs génèrent ladite valeur numérique de sortie.

Selon l'invention, le nombre  $\frac{B}{2^\alpha}$  est sensiblement égal au rapport dudit second coefficient de quantification sur ledit premier coefficient de quantification. En outre, lesdits moyens diviseurs comprennent un modulateur Sigma-Delta ( $\Sigma-\Delta$ ).

Ainsi qu'il est connu, un modulateur  $\Sigma-\Delta$  est un circuit synchrone de la fréquence d'échantillonnage du signal d'entrée. Il opère une mise en forme du bruit de quantification (« Noise Shaping », en anglais) dans les hautes fréquences. On récupère en sortie du modulateur  $\Sigma-\Delta$  un signal avec un bruit de quantification diminué dans les fréquences utiles. En moyenne, c'est-à-dire à basse fréquence par rapport à la fréquence d'échantillonnage, le gain du dispositif est égal à  $\frac{B}{2^\alpha}$ .

On dispose donc en sortie du modulateur  $\Sigma-\Delta$  d'une valeur numérique de sortie qui correspond, avec une bonne précision, à la valeur numérique d'entrée multipliée par le rapport dudit second coefficient de quantification sur le premier coefficient de quantification.

Le principe de l'invention repose sur l'idée suivante. Dans ce qui suit, on note Sq1 la valeur numérique d'entrée (information quantifiée), et Cq1 le premier coefficient de quantification. De même, on note Sq2 la valeur numérique de sortie (information quantifiée), et Cq2 le second coefficient de quantification. Enfin, on note S la valeur réelle (information non quantifiée) correspondant à Sq1 et Sq2. On pose alors les relations ci-dessous :

$$Sq2 = \text{arrondi}(S \cdot Cq2) \quad (6)$$

$$\text{d'où } Sq2 \cong \text{arrondi}(S \cdot Cq1) \cdot \frac{Cq2}{Cq1} \quad (7)$$

$$\text{d'où } Sq2 \approx Sq1 \cdot \frac{Cq2}{Cq1} \quad (8)$$

$$\text{c'est-à-dire } Sq2 \approx Sq1 \cdot \frac{B}{2\alpha} \quad (9)$$

$$\text{avec } \frac{Cq2}{Cq1} \approx \frac{B}{2\alpha} \quad (10)$$

On voit que l'invention a pour effet de réaliser la relation (9) en utilisant la relation (10). Elle permet donc de convertir la valeur numérique Sq1 en une valeur numérique Sq2, qui sont des informations quantifiées selon des coefficients de quantifications respectifs Cq1 et Cq2 différents, et qui correspondent toutes les deux à la même information réelle S, sans qu'aucune hypothèse restrictive sur la relation entre l'un et l'autre de ces coefficients de quantification ne soit faite.

Ainsi, l'invention permet de réduire l'erreur de quantification sur une valeur réelle, variable ou constante. En effet, il suffit de choisir le premier coefficient de quantification Cq1 de manière à minimiser l'erreur de quantification sur la valeur numérique Sq1, et de convertir cette valeur en la délivrant en tant que valeur numérique d'entrée à un dispositif selon l'invention pour obtenir une valeur numérique de sortie Sq2 quantifiée selon un second coefficient de quantification Cq2, qui sera choisi comme étant celui de la quantification du sous-système devant utiliser la valeur numérique d'entrée. On peut ainsi réduire l'erreur de quantification sur la valeur numérique Sq2, sans contrainte sur la quantification de ce sous-système.

Ceci est montré par le calcul suivant de l'erreur de quantification e sur la valeur réelle S, dans le cas où le dispositif selon l'invention est utilisé.

L'expression de e est donnée par :

$$e = S - \frac{\left( Sq1 \cdot \frac{B}{2\alpha} \right)}{Cq2} \quad (11)$$

Or,  $Sq1 = \text{arrondi}(S \cdot Cq1)$ .

$$\text{D'où } |Sq1| \leq |S \cdot Cq1| + \frac{1}{2} \text{ et } -Sq1 \leq -S \cdot Cq1 + \frac{1}{2}$$



$$\text{On en déduit : } e \leq S - \frac{\left(S \cdot C_{q1} \cdot \frac{B}{2^\alpha}\right)}{C_{q2}} + \frac{1}{2} \cdot \frac{\left(\frac{B}{2^\alpha}\right)}{C_{q2}}$$

$$\text{Soit } |e| \leq |S| \cdot \left|1 - \frac{C_{q1}}{C_{q2}} \cdot \frac{B}{2^\alpha}\right| + \frac{1}{2} \cdot \frac{\left(\frac{B}{2^\alpha}\right)}{C_{q2}} = |S| \cdot \left|1 - \frac{C_{q1}}{C_{q2}} \cdot \frac{B}{2^\alpha}\right| + \frac{1}{2 \cdot C_{q1}} \left(\frac{C_{q1}}{C_{q2}} \cdot \frac{B}{2^\alpha}\right)$$

Le choix de B et de  $\alpha$  donne  $\frac{C_{q1}}{C_{q2}} \cdot \frac{B}{2^\alpha} = 1 + \varepsilon$ , où  $\varepsilon$  désigne une quantité

négligeable par rapport à l'unité ( $\varepsilon = o(1)$ ). Il vient alors :

$$5 \quad |e| \leq |S| \cdot |\varepsilon| + \frac{1}{2 \cdot C_{q1}} (1 + \varepsilon) \cong |S| \cdot |\varepsilon| + \frac{1}{2 \cdot C_{q1}} \quad (12)$$

L'erreur de quantification de la valeur quantifiée Sq2 obtenue par le procédé selon l'invention est donc, au maximum, égale à la somme d'une part de l'erreur de quantification maximum de la valeur Sq1 quantifiée selon le coefficient de quantification Cq1 et d'autre part d'une image de la valeur réelle S qui sera en général négligeable. Avec une quantification selon le coefficient

10 de quantification Cq2, on aurait eu une erreur majorée par  $\frac{1}{2 \cdot C_{q2}}$ .

Avantageusement, pour réduire l'erreur de quantification sur la valeur Sq2 dans le sous-système utilisant cette valeur, on choisira la valeur de Cq1 telle que Cq1 soit supérieur à Cq2 ( $C_{q1} > C_{q2}$ ).

15 Dans le cas particulier où la valeur numérique concernée est un entier, la première valeur numérique d'entrée Sq1 est égale à la valeur réelle S ( $Sq1=S$ ) et le premier coefficient de quantification Cq1 est égal à l'unité ( $C_{q1}=1$ ). L'erreur de quantification sur Sq1 est alors nulle, et l'erreur de quantification sur Sq2 est alors minimale. Dans ce cas, la relation (12) s'écrit :

$$20 \quad e = S \times \varepsilon \quad (13)$$

Par ailleurs, l'invention permet aussi d'adapter une valeur numérique Sq1 d'un premier sous-système ayant une première quantification déterminée, à une seconde quantification déterminée qui est celle d'un second sous-système devant utiliser cette valeur numérique, sans contrainte sur les

25 quantifications respectives de ces deux sous-systèmes. En effet, il suffit de fournir cette valeur numérique Sq1, en tant que valeur numérique d'entrée, à un dispositif selon l'invention, dans lequel ledit premier coefficient de

quantification Cq1 est choisi égal à celui de ladite première quantification déterminée, et dans lequel ledit second coefficient de quantification Cq2 est choisi égal à celui de ladite seconde quantification déterminée.

Selon un troisième aspect, l'invention propose un synthétiseur de  
5 fréquence à modulation numérique, comprenant une boucle à verrouillage de phase comprenant un diviseur de fréquence à rapport variable dans la voie de retour. Le rapport de division dudit diviseur est commandé par une valeur numérique obtenue à partir notamment d'une valeur réelle correspondant à la fréquence centrale d'un canal radio. Le synthétiseur comprend en outre un  
10 dispositif de conversion tel que défini plus haut, pour réduire l'erreur de quantification sur ladite valeur réelle.

D'autres caractéristiques et avantages de l'invention apparaîtront encore à la lecture de la description qui va suivre. Celle-ci est purement illustrative et doit être lue en regard des dessins annexés sur lesquels :

- 15 - la figure 1 est un schéma synoptique d'un dispositif selon l'invention ;
- la figure 2 est un organigramme des étapes d'un procédé selon l'invention ;
- la figure 3 est un schéma synoptique d'un premier mode de réalisation du dispositif de la figure 1 ;
- 20 - la figure 4 est un schéma synoptique d'un deuxième mode de réalisation du dispositif de la figure 1 ;
- la figure 5 est un diagramme illustrant l'application d'un masque à une valeur numérique déterminée ;
- la figure 6 est un schéma synoptique d'un troisième mode de  
25 réalisation du dispositif de la figure 1 ; et,
- la figure 7 est un schéma synoptique d'un synthétiseur à modulation numérique incorporant un dispositif selon l'invention.

À la figure 1, on a représenté le schéma synoptique d'un dispositif selon l'invention.

30 Le dispositif comprend une entrée 1 pour recevoir une valeur numérique d'entrée Sq1 qui est une valeur quantifiée d'une valeur réelle variable ou constante. La valeur Sq1 est quantifiée selon un premier coefficient de quantification Cq1, et codée sur au plus n1 bits, où n1 est un nombre entier

non nul. Le dispositif comprend également une sortie 2 pour délivrer une valeur numérique de sortie Sq2. La valeur Sq2 est quantifiée selon un second coefficient de quantification Cq2, et codée sur au plus n2 bits, où n2 est un nombre entier non nul.

5 Le dispositif comprend aussi des moyens tels qu'un multiplieur numérique 10, pour multiplier la valeur numérique d'entrée Sq1 par un nombre B entier, codé sur au plus  $\beta$  bits, où  $\beta$  est un nombre entier non nul. Les moyens 10 génèrent une première valeur numérique intermédiaire C codée sur au plus  $n1+\beta$  bits.

10 Le dispositif comprend encore des moyens diviseurs, pour diviser, en virgule fixe, ladite première valeur numérique intermédiaire C par le nombre  $2^\alpha$ , où  $\alpha$  est un nombre entier inférieur ou égal à  $n1+\beta$ . Ces moyens diviseurs génèrent la valeur numérique de sortie Sq2.

Selon l'invention, ces moyens diviseurs comprennent un modulateur  
15 Sigma-Delta 20, recevant la valeur intermédiaire C en entrée, et délivrant la valeur numérique de sortie Sq2 en sortie. Le modulateur  $\Sigma$ - $\Delta$  est un modulateur numérique/numérique, recevant en entrée une valeur numérique codée sur  $n1+\beta$  bits, et délivrant en sortie une valeur numérique codée sur  $n1+\beta+1-\alpha$  bits. De préférence, il s'agit d'un modulateur  $\Sigma$ - $\Delta$  d'ordre 1, qui est le plus simple à  
20 implémenter. Néanmoins, on peut envisager des modes de réalisation avec un modulateur  $\Sigma$ - $\Delta$  d'ordre supérieur.

Selon l'invention, en outre, le nombre  $\frac{B}{2^\alpha}$  est sensiblement égal au rapport  $\frac{Cq2}{Cq1}$  du second coefficient de quantification Cq2 sur le premier coefficient de quantification Cq1.

25 Ainsi qu'il a été dit en introduction, un tel dispositif réalise la conversion de la valeur numérique Sq1 quantifiée selon le coefficient de quantification Cq1, en la valeur numérique Sq2, quantifiée selon le coefficient de quantification Cq2.

La figure 2 est un organigramme illustrant les étapes d'un procédé selon  
30 l'invention. Le procédé est mis en œuvre par un dispositif tel que décrit ci-dessus en regard de la figure 1.

Dans une étape 100, on reçoit la valeur numérique d'entrée Sq1.

Dans une étape 200, on multiplie la valeur Sq1 par le nombre B, pour générer la première valeur numérique intermédiaire C.

Dans une étape 300, on divise, en virgule fixe, la première valeur  
 5 numérique intermédiaire C par le nombre  $2^\alpha$ , pour générer la valeur  
 numérique de sortie Sq2. Suivant l'invention, l'étape 300 est réalisée au moyen  
 d'un modulateur Sigma-Delta. De plus, le nombre  $\frac{B}{2^\alpha}$  est sensiblement égal au  
 rapport  $\frac{Cq2}{Cq1}$ .

Le schéma de la figure 3 illustre un premier mode de réalisation d'un  
 10 dispositif selon l'invention, convenant pour la mise en œuvre d'une première  
 variante du procédé.

Dans ce premier mode de réalisation, le modulateur Sigma-Delta 20  
 comprend des moyens 21 tels qu'un additionneur numérique recevant en  
 entrée la première valeur numérique intermédiaire C en tant que premier  
 15 opérande d'une part, et une valeur numérique d'erreur E en tant que second  
 opérande d'autre part. Celle-ci est codée sur au plus  $\alpha$  bits. Les moyens 21  
 délivrent en sortie une deuxième valeur numérique intermédiaire D codée sur  
 au plus  $n1+\beta+1$  bits.

En outre, le dispositif comprend des moyens de sélection 23, tels qu'un  
 20 discriminateur numérique, pour sélectionner les  $n2$  bits les plus significatifs de  
 la deuxième valeur numérique intermédiaire D en tant que valeur numérique de  
 sortie Sq2, et pour sélectionner les  $\alpha$  bits les moins significatifs de la deuxième  
 valeur numérique intermédiaire D en tant que valeur numérique d'erreur E. Il  
 s'ensuit que  $n2$  est égal à  $n1+\beta+1-\alpha$ . Les moyens 23 reçoivent la valeur D en  
 25 entrée, et délivrent la valeur Sq2 ainsi que la valeur E en sortie.

Un discriminateur numérique est un circuit séparant les  $k$  bits de poids  
 fort et les  $j$  bits de poids faible d'une valeur numérique d'entrée donnée, pour  
 générer deux valeurs numériques de sortie codées respectivement sur  $k$  bits et  
 sur  $j$  bits, et ayant pour valeur la valeur correspondant respectivement audits  $k$   
 30 bits de poids forts et audits  $j$  bits de poids faible. Ici, le discriminateur 23 sépare  
 les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs de la deuxième valeur numérique

intermédiaire D d'une part, et les  $\alpha$  bits les moins significatifs de la valeur D d'autre part.

Le schéma de la figure 4 illustre un deuxième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention, convenant pour la mise en œuvre d'une deuxième  
5 variante du procédé.

Dans ce deuxième mode de réalisation, les moyens de sélection 23 du dispositif comprennent un opérateur 24 de décalage à droite de  $\alpha$  bits. Un tel opérateur est par exemple réalisé à l'aide d'un registre à décalage proprement commandé. Cet opérateur 24 reçoit en entrée les  $n1+\beta+1$  bits de la deuxième  
10 valeur numérique intermédiaire D. Il délivre en sortie les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs de la deuxième valeur numérique intermédiaire D en tant que valeur numérique de sortie Sq2.

Par ailleurs, les moyens de sélection 23 comprennent en outre des moyens 25 pour appliquer un masque à la deuxième valeur numérique  
15 intermédiaire D.

Un tel masque est représenté à la figure 5 sous la référence M. Il s'agit d'une valeur numérique stockée dans un registre approprié, ayant au plus  $n1+\beta+1$  bits, dont les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs sont égaux à la valeur logique 0, et dont les  $\alpha$  bits les moins significatifs sont égaux à la valeur  
20 logique 1. Lorsqu'il est combiné à la deuxième valeur numérique intermédiaire D dans une opération de type ET logique, il permet de sélectionner les  $\alpha$  bits les moins significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire D.

Dit autrement, les moyens 25 reçoivent en entrée les  $n1+\beta+1$  bits de la deuxième valeur numérique intermédiaire D. Ils délivrent en sortie les  $n1+\beta+1-$   
25  $\alpha$  bits les plus significatifs de la deuxième valeur numérique intermédiaire D en tant que la valeur numérique d'erreur E.

Le schéma de la figure 6 illustre un troisième mode de réalisation d'un dispositif selon l'invention, convenant pour la mise en œuvre d'une troisième variante du procédé.

30 Dans ce troisième mode de réalisation, les moyens de sélection 23 du dispositif comprennent toujours un opérateur 24 de décalage à droite de  $\alpha$  bits, ayant la même fonction que l'opérateur 24 du dispositif de la figure 4.

En outre, les moyens de sélection 23 comprennent un opérateur 26 de décalage à gauche de  $\alpha$  bits recevant en entrée les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits de la valeur numérique de sortie Sq2 et délivrant en sortie une troisième valeur numérique intermédiaire F, codée sur au plus  $n1+\beta+1$  bits. L'opérateur 26 est par exemple  
5 un registre à décalage proprement commandé. Ils comprennent d'autre part un opérateur 27, pour effectuer la différence entre les valeurs numériques intermédiaires F et C. L'opérateur 27 est par exemple un soustracteur numérique. Il reçoit la troisième valeur numérique intermédiaire F en tant que premier opérande, et la première valeur numérique intermédiaire C en tant que  
10 second opérande. Il délivre en sortie la valeur numérique d'erreur E.

Dans chacun des trois modes de réalisation décrits ci-dessus en regard des figures 3, 4 et 6, le dispositif comprend de préférence un opérateur 22 appliquant un retard unité à la valeur numérique d'erreur E, pour des raisons de synchronisation. Dit autrement, le signal d'erreur E est fourni en entrée des  
15 moyens additionneurs 21 à travers un opérateur retard unité 22.

La figure 6 montre le schéma d'un synthétiseur de fréquence à modulation numérique, plus connu sous le vocable DMS (de l'anglais « Digitally Modulated Synthesiser »), qui incorpore un dispositif selon l'invention.

Un tel circuit peut être utilisé pour la génération d'un signal  
20 radiofréquence (dans la bande UHF comprise entre 400 et 600 MHz) modulé en fréquence ou en phase. Il trouve des applications dans les émetteurs ou les émetteurs-récepteurs d'un système de radiocommunication, notamment dans les stations de base et/ou dans les terminaux mobiles d'un tel système.

Un DMS présente une architecture qui est dérivée de la structure d'un  
25 synthétiseur de fréquence N-fractionnaire, et permet de générer un signal périodique modulé en fréquence ou en phase.

Le DMS comporte une boucle à verrouillage de phase ou PLL (de l'anglais « Phase Locked Loop ») comprenant, en série dans une voie directe, un comparateur de phase/fréquence 11 ou PFC (de l'anglais  
30 « Phase/Frequency Comparator »), un filtre de boucle 12 tel qu'un intégrateur, et un oscillateur commandé en tension 13 ou VCO (de l'anglais « Voltage Controlled Oscillator »), ainsi que, dans une voie de retour, un diviseur de fréquence 14. Le VCO délivre en sortie un signal  $S_{out}$  qui est le signal de sortie

du DMS, dont la fréquence instantanée est  $f_{out}$ . Le PFC reçoit sur une première entrée un signal de référence  $S_{ref}$  ayant une fréquence de référence  $f_{ref}$  et, sur une seconde entrée, un signal  $S_{div}$  délivré par le diviseur de fréquence 14 à partir du signal  $S_{out}$ .

- 5 Pour une synthèse N-fractionnaire classique, le diviseur de fréquence 14 est un diviseur à rapport variable permettant de produire le signal  $S_{div}$  en divisant la fréquence  $f_{out}$  du signal  $S_{out}$  par un rapport de division qui vaut alternativement un entier  $N$  pendant une partie du temps  $T1$ , et l'entier  $N+1$  pendant le reste du temps  $T2$ . De la sorte, la fréquence  $f_{out}$  du signal de sortie
- 10  $S_{out}$  est donnée en fonction de la fréquence  $f_{ref}$  du signal de référence  $S_{ref}$ , par :

$$f_{out} = \left( N + \frac{T1}{T1+T2} \right) \times f_{ref} \quad (14)$$

- Dans un synthétiseur à modulation numérique, le diviseur de fréquence 14 comporte une entrée de commande du rapport de division. Ce rapport est
- 15 fixé par la valeur stockée dans un accumulateur déterminé. Toutefois, afin d'éviter l'apparition de raies parasites dans le spectre du signal de sortie  $S_{out}$  dues à la périodicité des changements du rapport de division de  $N$  à  $N+1$  et réciproquement, un DMS connu dans l'état de l'art comporte en outre un modulateur 15, du type d'un modulateur  $\Sigma$ - $\Delta$  numérique/numérique.

- 20 Le modulateur 15 comporte une entrée qui reçoit une valeur numérique de modulation de fréquence ou de phase  $S_{mod}$  codée sur  $k$  bits, et une sortie qui délivre une valeur numérique  $S'_{mod}$  correspondant à la valeur  $S_{mod}$  embrouillée, et codée sur  $j$  bits. La sortie du modulateur 15 est reliée à une première entrée d'un additionneur numérique 16, dont la seconde entrée reçoit
- 25 une valeur numérique  $N_0$  qui définit le bas de la bande de fréquence adressée par le synthétiseur. La sortie de l'additionneur 16 délivre une valeur numérique  $S_0$ . Elle est reliée à l'entrée de commande du diviseur 14 pour y délivrer la valeur  $S_0$ .

- Le DMS comprend aussi un second additionneur numérique 17, dont
- 30 une première entrée reçoit une valeur numérique  $S_{info}$  et dont une seconde

entrée reçoit une valeur numérique  $S_{ch2}$ . La sortie de l'additionneur 17 délivre la valeur numérique de modulation de fréquence ou de phase  $S_{mod}$  précitée. La valeur numérique  $S_{info}$  contient l'information de modulation (signal modulant), c'est-à-dire l'information utile à émettre. La valeur numérique  $S_{ch2}$  correspond à la fréquence centrale du canal radio (après addition en outre de la valeur  $N_0$  précitée).

Les valeurs numériques  $S_{info}$ ,  $S_{ch2}$ ,  $S_{mod}$ ,  $S'_{mod}$  et  $N_0$  sont des valeurs quantifiées selon un coefficient de quantification  $Cq2$  du système numérique constitué par le DMS.

10 Selon l'invention, la valeur numérique  $S_{ch2}$  est délivrée par un dispositif convertisseur 18 tel que décrit plus haut en regard des figures 2 à 6, à partir d'une valeur numérique  $S_{chq1}$  stockée dans un registre approprié. Les valeurs quantifiées  $S_{ch1}$  et  $S_{ch2}$  correspondent à une valeur réelle qui est la fréquence centrale du canal notée  $F_{ch}$  dans la suite. La valeur réelle  $F_{ch}$  est constante car la valeur de la fréquence centrale du canal est constante. En l'absence du dispositif 18, la valeur réelle  $F_{ch}$  serait directement quantifiée selon le coefficient de quantification  $Cq2$  du système constitué par le DMS. Néanmoins, le DMS présenté ici incorpore un dispositif 18 selon l'invention, afin de réduire l'erreur de quantification sur la valeur numérique quantifiée 15 correspondant à la valeur réelle  $F_{ch}$  (qui est une erreur systématique puisque cette valeur est constante). Dit autrement, le DMS comprend un dispositif 18 pour la conversion de la valeur numérique  $S_{ch1}$  en une valeur numérique  $S_{ch2}$  quantifiée selon le coefficient de quantification  $Cq2$  du système constitué par le DMS.

25 En application de ce qui précède, on choisit donc d'implémenter un dispositif convertisseur 18 du type décrit plus haut, pour lequel  $Cq1$  est égal à l'unité ( $Cq1=1$ , car la valeur réelle  $F_{ch}$  est entière) et pour lequel  $Cq2$  est le coefficient de quantification de la quantification du DMS.

On donne ci-dessous un exemple numérique permettant d'illustrer les avantages procurés par l'invention dans cette application. Dans cet exemple :

- $F_{ref}=9,6$  MHz (mégahertz) ;



- $k=22$  ;
- $j=4$  ;
- $F_{ch}=400017,5$  kHz (kilohertz) ;
- $N_0=\text{arrondi}(395 \text{ MHz} / F_{ref})$  ;
- $e_d=4$  Hz (Hertz).

5

La résolution fréquentielle d'un tel DMS est donnée par  $\frac{F_{ref}}{2^{k-j}}$ , où  $k$  est le nombre de bits en entrée du modulateur Sigma-Delta 15, et où  $j$  est le nombre de bits en sortie de ce modulateur. La résolution fréquentielle du DMS, c'est-à-dire  $\frac{1}{Cq2}$ , est donc :

$$10 \quad \frac{1}{Cq2} = \frac{F_{ref}}{2^{k-j}} = \frac{9,6.10^6}{2^{18}} \approx 36,62 \text{ Hz}$$

La valeur  $F_{min}$  correspondant au bas de la bande de fréquence adressée par le DMS, est déterminée par la valeur numérique  $N_0$  selon la relation  $F_{min}=N_0 \times F_{ref}$ . Donc ici,  $F_{min}=41 \times 9,6.10^6=393,6$  MHz.

15 Considérons tout d'abord ce que serait la situation sans le dispositif 18 selon l'invention, c'est-à-dire si on avait  $Sch1=Sch2$ . On aurait :

$$F_{ch2} = \text{arrondi}[(F_{ch} - F_{min}) \cdot Cq2] = 175241$$

L'erreur de quantification systématique sur la fréquence centrale du canal radio serait donc :

$$e = F_{ch} - \left( \frac{F_{ch2}}{Cq2} + F_{min} \right)$$

20

c'est-à-dire :

$$e = 400017,5.10^3 - \left( \frac{175241}{Cq2} + 393,6.10^6 \right) = -17,08 \text{ Hz}$$

Cette valeur dépasse (en valeur absolue) l'erreur acceptable  $e_d$ .

25 Considérons maintenant ce qui se passe avec le dispositif de conversion 18 selon l'invention. Le signal que l'on cherche à représenter étant entier, on a  $Cq1=1$ .

On choisit l'approximation suivante :  $Cq2 \approx \frac{B}{2^\alpha} = \frac{229065}{2^{23}}$ . Dit autrement, on choisit d'implémenter un dispositif selon l'invention avec  $B=229065$ , et  $\alpha = 23$ .

- On peut déterminer l'erreur de quantification en utilisant la relation (13) donnée en introduction qui est valable dans le cas où la valeur numérique réelle en entrée du dispositif (ici, la valeur constante  $F_{ch}-F_{min}$ ) est un entier. On rappelle que cette relation s'écrit alors :

$$e = S.e = S \cdot \left( \frac{Cq1}{Cq2} \cdot \frac{B}{2^\alpha} - 1 \right) \cong 2,17 \text{ Hz}$$

où  $S$  désigne la valeur numérique réelle en entrée du dispositif (ici  $F_{ch}$ ).

- 10 D'où il vient que  $e \cong 2,17 \text{ Hz}$ . On a donc bien atteint l'objectif d'une erreur de quantification sur la valeur de la fréquence centrale du canal radio inférieure à 4 Hz, sans devoir modifier la quantification du système. L'invention permet ici de réduire l'erreur de quantification systématique sur la valeur de la fréquence centrale du canal radio de 17 Hz à 2 Hz.
- 15 Un meilleur résultat pourrait être obtenu en augmentant la précision de l'approximation de  $\frac{Cq2}{Cq1}$  mais au prix d'une augmentation du nombre  $\beta$  et du nombre  $\alpha$ .

## REVENDECATIONS

1. Procédé de conversion d'une valeur numérique d'entrée (Sq1) quantifiée selon un premier coefficient de quantification (Cq1) et codée sur au plus n1 bits, en une valeur numérique de sortie (Sq2) quantifiée selon un second coefficient de quantification (Cq2) et codée sur au plus n2 bits, où n1 et n2 sont des nombres entiers non nuls, comprenant les étapes consistant à :
- 5 a) multiplier la valeur numérique d'entrée (Sq1) par un nombre B entier, codé sur au plus  $\beta$  bits, où  $\beta$  est un nombre entier non nul, pour générer une première valeur numérique intermédiaire (C) codée sur au plus  $n1+\beta$  bits ;
- b) diviser, en virgule fixe, ladite première valeur numérique intermédiaire (C) par le nombre  $2^\alpha$ , où  $\alpha$  est un nombre entier inférieur ou égal à  $n1+\beta$ , pour
- 10 générer ladite valeur numérique de sortie (Sq2),
- suivant lequel le nombre  $\frac{B}{2^\alpha}$  est sensiblement égal au rapport dudit second coefficient de quantification (Cq2) sur ledit premier coefficient de quantification (Cq1) ;
- 15 et suivant lequel l'étape b) est réalisée au moyen d'un modulateur Sigma-Delta.

2. Procédé selon la revendication 1, suivant lequel l'étape b) comprend les étapes consistant à :
- 20 b1) additionner ladite première valeur numérique intermédiaire (C) d'une part, et une valeur numérique d'erreur (E) codée sur au plus  $\alpha$  bits d'autre part, pour générer une deuxième valeur numérique intermédiaire (D) codée sur au plus  $n1+\beta+1$  bits ;
- b2) sélectionner les n2 bits les plus significatifs de ladite deuxième
- 25 valeur numérique intermédiaire (D) en tant que valeur numérique de sortie (Sq2), où n2 est égal à  $n1+\beta+1-\alpha$  ;
- b3) sélectionner les  $\alpha$  bits les moins significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) en tant que valeur numérique d'erreur (E).

3. Procédé selon la revendication 2, suivant lequel l'étape b2) et l'étape b3) sont réalisées conjointement à l'aide d'un discriminateur, permettant de séparer lesdits  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) d'une part, et lesdits  $\alpha$  bits les moins significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) d'autre part.

4. Procédé selon la revendication 2, suivant lequel l'étape b2) est effectuée par une opération de décalage à droite de  $\alpha$  bits appliquée aux  $n1+\beta+1$  bits de la deuxième valeur numérique intermédiaire (D).

10

5. Procédé selon la revendication 4, suivant lequel l'étape b3) est effectuée en appliquant à la deuxième valeur numérique intermédiaire (D) un masque ayant au plus  $n1+\beta+1$  bits, dont les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs sont égaux à la valeur logique 0, et dont les  $\alpha$  bits les moins significatifs sont égaux à la valeur logique 1.

6. Procédé selon la revendication 4, suivant lequel l'étape b3) est effectuée d'une part par une opération de décalage à gauche de  $\alpha$  bits appliquée aux  $n1+\beta+1-\alpha$  bits de la valeur numérique de sortie (Sq2) permettant de générer une troisième valeur numérique intermédiaire (F) codée sur au plus  $n1+\beta+1$  bits, et d'autre part par une opération de différence entre ladite troisième valeur numérique intermédiaire (F) et ladite première valeur numérique intermédiaire (C).

7. Procédé selon l'une quelconque des revendications précédentes, suivant lequel aucun du premier ni du second coefficients de quantification n'est un multiple entier de l'autre

8. Dispositif de conversion d'une valeur numérique d'entrée (Sq1) quantifiée selon un premier coefficient de quantification (Cq1) et codée sur au plus  $n1$  bits, en une valeur numérique de sortie (Sq2) quantifiée selon un second coefficient de quantification (Cq2) et codée sur au plus  $n2$  bits, où  $n1$  et  $n2$  sont des nombres entiers non nuls, comprenant :

30

- des moyens multiplieurs (10) pour multiplier la valeur numérique d'entrée (Sq1) par un nombre B entier, codé sur au plus  $\beta$  bits, où  $\beta$  est un nombre entier non nul, générant une première valeur numérique intermédiaire (C) codée sur au plus  $n1+\beta$  bits ;

- 5        - des moyens diviseurs pour diviser, en virgule fixe, ladite première valeur numérique intermédiaire (C) par le nombre  $2^\alpha$ , où  $\alpha$  est un nombre entier inférieur ou égal à  $n1+\beta$ , générant ladite valeur numérique de sortie (Sq2),

dans lequel le nombre  $\frac{B}{2^\alpha}$  est sensiblement égal au rapport dudit

- 10       second coefficient de quantification (Cq2) sur ledit premier coefficient de quantification (Cq1) ;

et dans lequel lesdits moyens diviseurs comprennent un modulateur Sigma-Delta (20).

- 15       9. Dispositif selon la revendication 8, dans lequel le modulateur Sigma-Delta (20) est un modulateur Sigma-Delta d'ordre 1.

10. Dispositif selon la revendication 9, dans lequel le modulateur Sigma-Delta (20) comprend :

- 20       - des moyens additionneurs (21) recevant en entrée ladite première valeur numérique intermédiaire (C) en tant que premier opérande d'une part, et une valeur numérique d'erreur (E) codée sur au plus  $\alpha$  bits en tant que second opérande d'autre part, et délivrant en sortie une deuxième valeur numérique intermédiaire (D) codée sur au plus  $n1+\beta+1$  bits ;

- 25       - des moyens de sélection (23) pour sélectionner les  $n2$  bits les plus significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) en tant que valeur numérique de sortie (Sq2), où  $n2$  est égal à  $n1+\beta+1-\alpha$ , et pour sélectionner les  $\alpha$  bits les moins significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) en tant que valeur numérique d'erreur (E).

30

11. Dispositif selon la revendication 10, dans lequel lesdits moyens de sélection (23) sont constitué par un discriminateur permettant de séparer

lesdits  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) d'une part, et lesdits  $\alpha$  bits les moins significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) d'autre part.

5           12. Dispositif selon la revendication 10, dans lequel lesdits moyens de sélection (23) comprennent un opérateur de décalage à droite de  $\alpha$  bits (24) recevant en entrée les  $n1+\beta+1$  bits de la deuxième valeur numérique intermédiaire (D), et délivrant en sortie les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs de la deuxième valeur numérique intermédiaire (D) en tant que valeur  
10           numérique de sortie (Sq2).

          13. Dispositif selon la revendication 12, dans lequel lesdits moyens de sélection (23) comprennent en outre des moyens (25) pour appliquer à la deuxième valeur numérique intermédiaire (D) un masque (M) ayant au plus  
15            $n1+\beta+1$  bits, dont les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits les plus significatifs sont égaux à la valeur logique 0, et dont les  $\alpha$  bits les moins significatifs sont égaux à la valeur logique 1, de manière à sélectionner les  $\alpha$  bits les moins significatifs de ladite deuxième valeur numérique intermédiaire (D) en tant que la valeur numérique d'erreur (E).

20

          14. Dispositif selon la revendication 12, dans lequel lesdits moyens de sélection (23) comprennent en outre, d'une part un opérateur de décalage à gauche de  $\alpha$  bits recevant en entrée les  $n1+\beta+1-\alpha$  bits de la valeur numérique de sortie (Sq2) et délivrant en sortie une troisième valeur numérique  
25           intermédiaire (F) codée sur au plus  $n1+\beta+1$  bits, et d'autre part un opérateur de différence recevant ladite troisième valeur numérique intermédiaire (F) en tant que premier opérande et ladite première valeur numérique intermédiaire (C) en tant que second opérande, et délivrant en sortie ladite valeur numérique d'erreur (E).

30

15. Dispositif selon l'une quelconque des revendications 10 à 14, dans lequel le signal d'erreur (E) est fourni en entrée des moyens additionneur (21) à travers un opérateur retard unité (22).

- 5           16. Synthétiseur de fréquence à modulation numérique, comprenant une boucle à verrouillage de phase (PLL) comprenant un diviseur de fréquence à rapport variable (14) dans la voie de retour, dans lequel le rapport de division est commandé par une valeur numérique ( $S_c$ ) obtenue à partir notamment d'une valeur réelle ( $F_{ch}$ ) correspondant à la fréquence centrale d'un canal
- 10 radio, le synthétiseur comprenant en outre un dispositif de conversion (18) selon l'une quelconque des revendications 8 à 15 pour réduire l'erreur de quantification sur ladite valeur réelle.

1/3

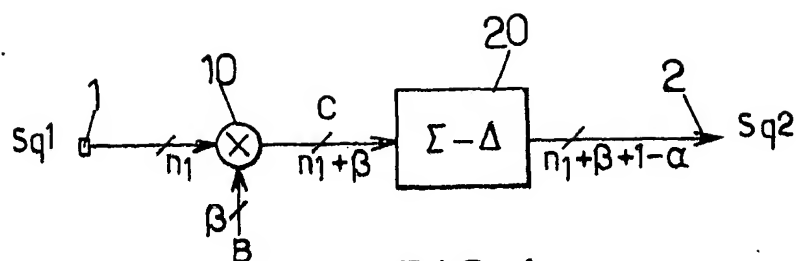


FIG. 1.

FIG. 2.

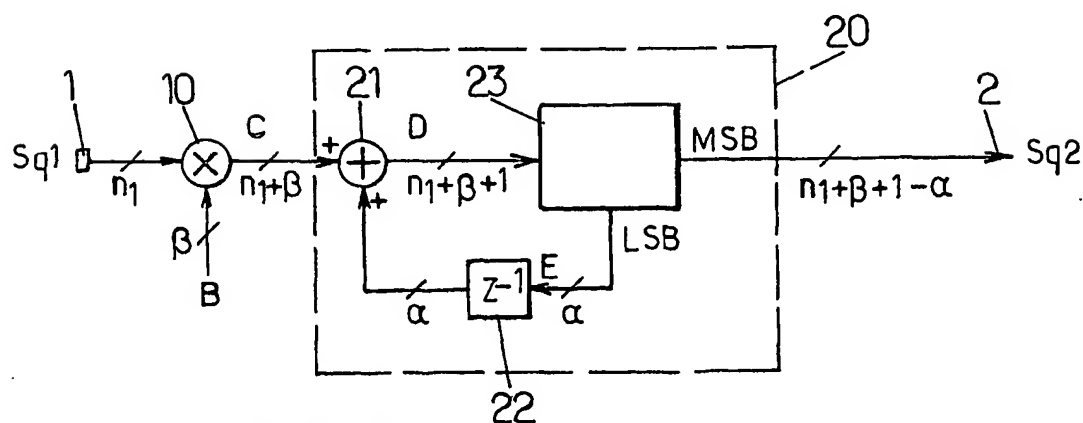
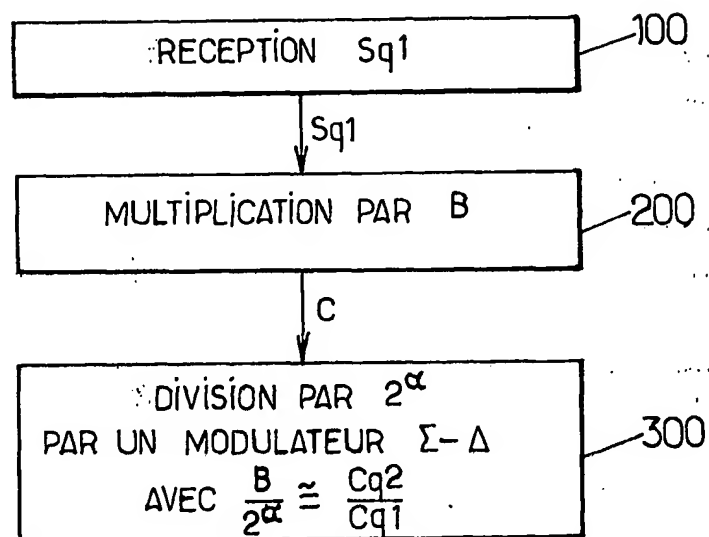
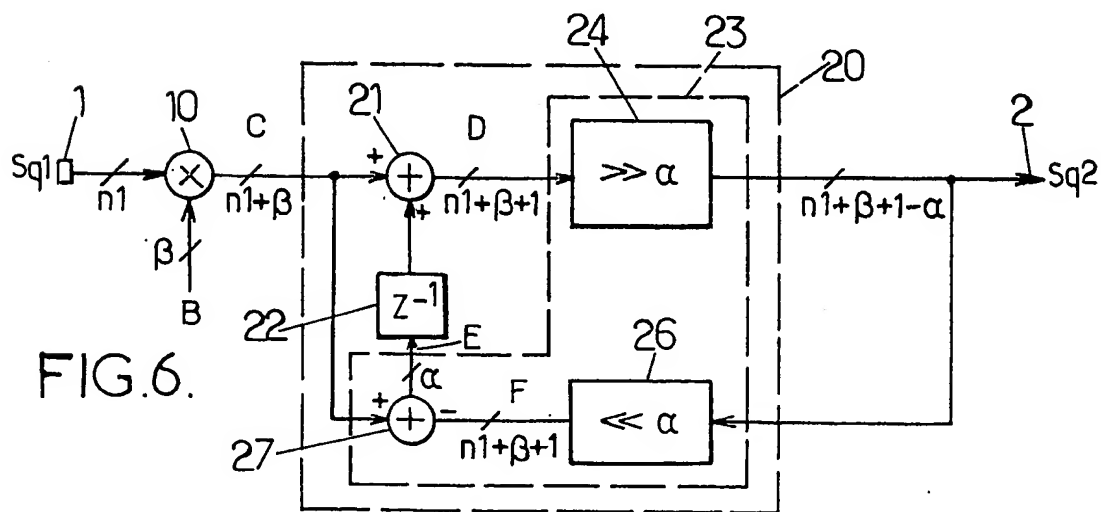
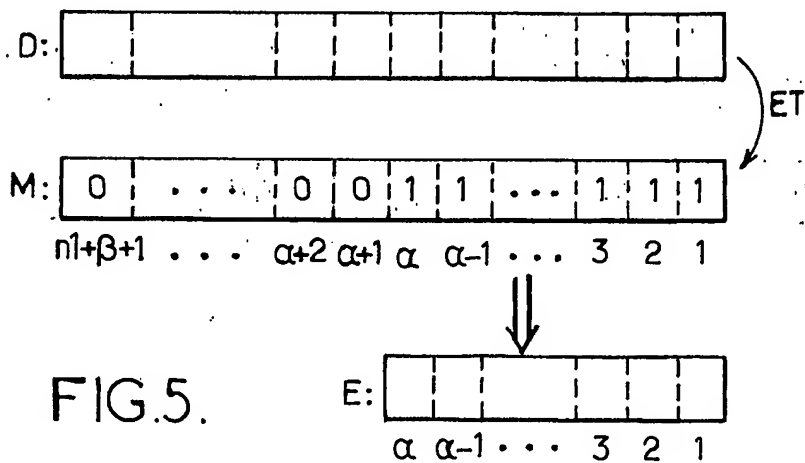
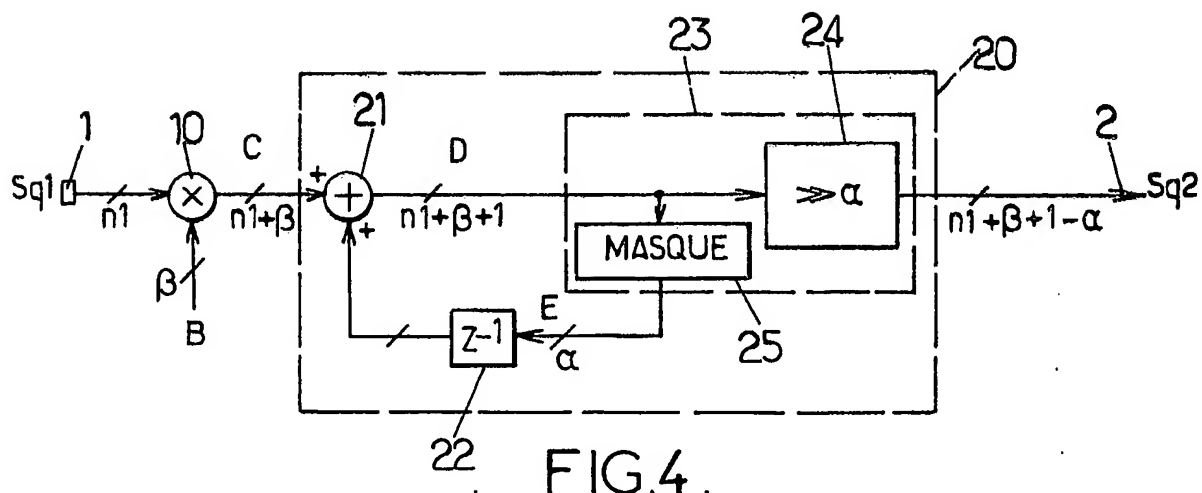


FIG. 3.



2/3



3/3

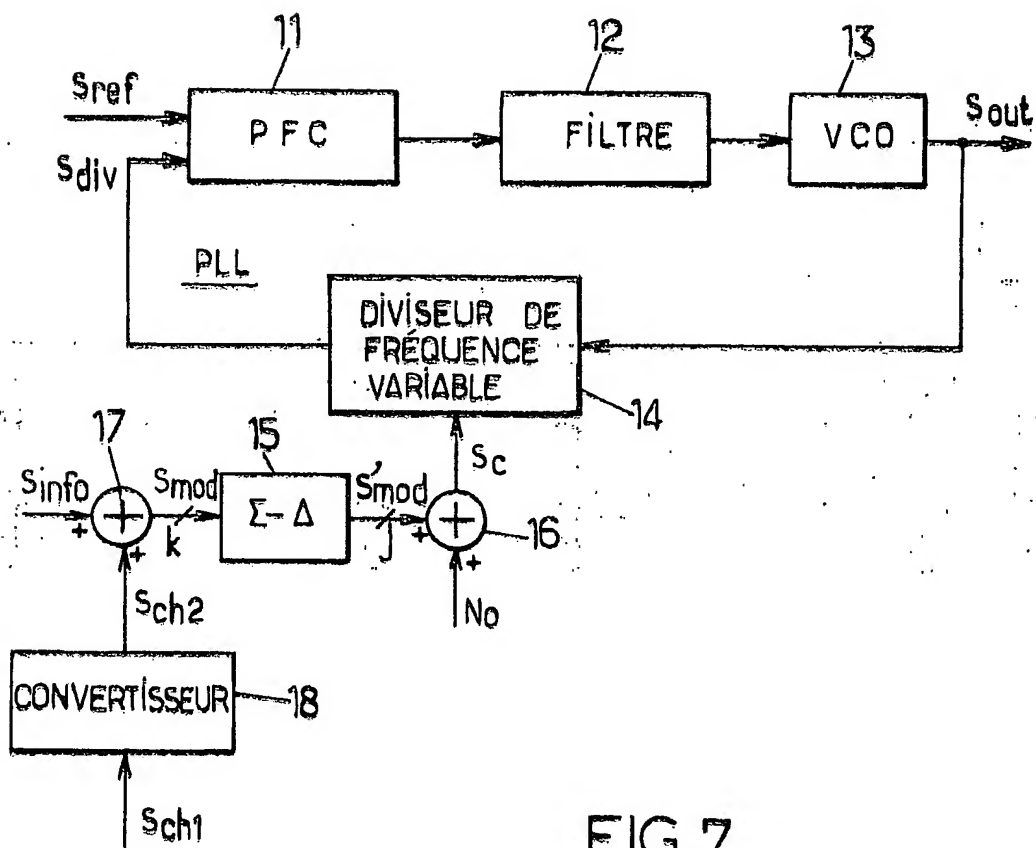


FIG.7.

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/FR 02/04433

A. CLASSIFICATION OF SUBJECT MATTER  
IPC 7 H03M7/00 H03C3/09 H03L7/197

According to International Patent Classification (IPC) or to both national classification and IPC

## B. FIGURES SEARCHED

Minimum documentation searched (classification system followed by classification symbols)

IPC 7 H03M H03C H03L H04L

Documentation searched other than minimum documentation to the extent that such documents are included in the fields searched

Electronic data base consulted during the international search (name of data base and, where practical, search terms used)

## G. DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	PERROTT M H ET AL: "A 27-MW CMOS FRACTIONAL-N SYNTHESIZER USING DIGITAL COMPENSATION FOR 2.5-MB/S GFSK MODULATION" IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 32, no. 12, 1 December 1997 (1997-12-01), pages 2048-2060, XP000767454 ISSN: 0018-9200 figure 2	1, 8, 15
A	WO 01 24357 A (BOWLER DARREN TIMOTHY ; OBRIEN JEREMIAH CHRISTOPHER (IE); PARTHUS T) 5 April 2001 (2001-04-05) figures 3, 7	1, 8, 15

☒ Further documents are listed in the continuation of box C.

☒ Patent family members are listed in annex.

## \* Special categories of cited documents:

- \*A\* document defining the general state of the art which is not considered to be of particular relevance
- \*E\* earlier document but published on or after the international filing date
- \*L\* document which may throw doubts on priority claim(s) or which is cited to establish the publication date of another citation or other special reason (as specified)
- \*O\* document referring to an oral disclosure, use, exhibition or other means
- \*P\* document published prior to the international filing date but later than the priority date claimed

- \*T\* later document published after the international filing date or priority date and not in conflict with the application but cited to understand the principle or theory underlying the invention
- \*X\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered novel or cannot be considered to involve an inventive step when the document is taken alone
- \*Y\* document of particular relevance; the claimed invention cannot be considered to involve an inventive step when the document is combined with one or more other such documents, such combination being obvious to a person skilled in the art.
- \*G\* document member of the same patent family

Date of the actual completion of the international search

15 April 2003

Date of mailing of the international search report

29/04/2003

Name and mailing address of the ISA

European Patent Office, P.B. 5616 Patentlaan 2  
NL - 6280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 91 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Authorized officer

Beindorff, W

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.  
PCT/FR 02/04433

## G.(Continuation) DOCUMENTS CONSIDERED TO BE RELEVANT

Category *	Citation of document, with indication, where appropriate, of the relevant passages	Relevant to claim No.
A	US 6 154 095 A (KANO TOSHIHIKO ET AL) 28 November 2000 (2000-11-28) abstract; figure 2	1, 8, 15

## INTERNATIONAL SEARCH REPORT

International Application No.

PCT/FR 02/04433

Patent document cited in search report		Publication date	Patent family member(s)	Publication date
WO 0124357	A	05-04-2001	AU 1493801 A	30-04-2001
			AU 1962501 A	30-04-2001
			AU 2112501 A	10-05-2001
			AU 7724500 A	30-04-2001
			AU 7724800 A	30-04-2001
			AU 7834700 A	30-04-2001
			WO 0124357 A1	05-04-2001
			WO 0124415 A1	05-04-2001
			WO 0124420 A1	05-04-2001
			WO 0126260 A1	12-04-2001
			WO 0124537 A2	05-04-2001
			WO 0124376 A1	05-04-2001
			US 6504498 B1	07-01-2003
US 6154095	A	28-11-2000	WO 9838744 A1	03-09-1998
			JP 2001186020 A	06-07-2001
			JP 2001177405 A	29-06-2001
			JP 2001177406 A	29-06-2001
			US 6337600 B1	08-01-2002

## RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale No  
PCT/FR 02/04433A. CLASSEMENT DE L'OBJET DE LA DEMANDE  
CIB 7 H03M7/00 H03C3/09

H03L7/197

Selon la classification internationale des brevets (CIB) ou à la fois selon la classification nationale et la CIB

## B. DOMAINES SUR LESQUELS LA RECHERCHE A PORTE

Documentation minimale consultée (système de classification suivi des symboles de classement)

CIB 7 H03M H03C H03L H04L

Documentation consultée autre que la documentation minimale dans la mesure où ces documents relèvent des domaines sur lesquels a porté la recherche

Base de données électronique consultée au cours de la recherche internationale (nom de la base de données, et si réalisable, termes de recherche utilisés)

## C. DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie *	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	PERROTT M H ET AL: "A 27-MW CMOS FRACTIONAL-N SYNTHESIZER USING DIGITAL COMPENSATION FOR 2.5-MB/S GFSK MODULATION" IEEE JOURNAL OF SOLID-STATE CIRCUITS, IEEE INC. NEW YORK, US, vol. 32, no. 12, 1 décembre 1997 (1997-12-01), pages 2048-2060, XP000767454 ISSN: 0018-9200 figure 2	1, 8, 15
A	WO 01 24357 A (BOWLER DARREN TIMOTHY ;OBRIEN JEREMIAH CHRISTOPHER (IE); PARTHUS T) 5 avr11 2001 (2001-04-05) figures 3,7	1, 8, 15

☒ Voir la suite du cadre C pour la fin de la liste des documents☒ Les documents de familles de brevets sont indiqués en annexe

## \* Catégories spéciales de documents cités:

\*A\* document définissant l'état général de la technique, non considéré comme particulièrement pertinent

\*E\* document antérieur, mais publié à la date de dépôt international ou après cette date

\*L\* document pouvant jeter un doute sur une revendication de priorité ou cité pour déterminer la date de publication d'une autre citation ou pour une raison spéciale (telle qu'indiquée)

\*O\* document se référant à une divulgation orale, à un usage, à une exposition ou tous autres moyens

\*P\* document publié avant la date de dépôt international, mais postérieurement à la date de priorité revendiquée

\*T\* document ultérieur publié après la date de dépôt international ou la date de priorité et n'appartenant pas à l'état de la technique pertinent, mais cité pour comprendre le principe ou la théorie constituant la base de l'invention

\*X\* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme nouvelle ou comme impliquant une activité inventive par rapport au document considéré isolément

\*Y\* document particulièrement pertinent; l'invention revendiquée ne peut être considérée comme impliquant une activité inventive lorsque le document est associé à un ou plusieurs autres documents de même nature, cette combinaison étant évidente pour une personne du métier

\*Z\* document qui fait partie de la même famille de brevets

Date à laquelle la recherche internationale a été effectivement achevée

15 avril 2003

Date d'expédition du présent rapport de recherche internationale

29/04/2003

Nom et adresse postale de l'administration chargée de la recherche internationale  
Office Européen des Brevets, P.B. 5818 Patentlaan 2  
NL - 2280 HV Rijswijk  
Tel. (+31-70) 340-2040, Tx. 31 651 epo nl,  
Fax: (+31-70) 340-3016

Fonctionnaire autorisé

Beindorff, W

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale No

PCT/FR 02/04433

## C.(suite) DOCUMENTS CONSIDERES COMME PERTINENTS

Catégorie	Identification des documents cités, avec, le cas échéant, l'indication des passages pertinents	no. des revendications visées
A	US 6 154 095 A (KANO TOSHIHIKO ET AL) 28 novembre 2000 (2000-11-28) abrégé; figure 2 -----	1, 8, 15

# RAPPORT DE RECHERCHE INTERNATIONALE

Demande internationale No

PCT/FR 02/04433

Document brevet cité au rapport de recherche		Date de publication	Membre(s) de la famille de brevet(s)	Date de publication
WO 0124357	A	05-04-2001	AU 1493801 A	30-04-2001
			AU 1962501 A	30-04-2001
			AU 2112501 A	10-08-2001
			AU 7724500 A	30-04-2001
			AU 7724800 A	30-04-2001
			AU 7834700 A	30-04-2001
			WO 0124357 A1	05-04-2001
			WO 0124415 A1	05-04-2001
			WO 0124420 A1	05-04-2001
			WO 0126260 A1	12-04-2001
			WO 0124537 A2	05-04-2001
			WO 0124376 A1	05-04-2001
			US 6504498 B1	07-01-2003
US 6154095	A	28-11-2000	WO 9838744 A1	03-09-1998
			JP 2001186020 A	06-07-2001
			JP 2001177405 A	29-06-2001
			JP 2001177406 A	29-06-2001
			US 6337600 B1	08-01-2002



**This Page is Inserted by IFW Indexing and Scanning  
Operations and is not part of the Official Record**

**BEST AVAILABLE IMAGES**

Defective images within this document are accurate representations of the original documents submitted by the applicant.

Defects in the images include but are not limited to the items checked:

- ☐ BLACK BORDERS
- ☐ IMAGE CUT OFF AT TOP, BOTTOM OR SIDES
- ☐ FADED TEXT OR DRAWING
- ☒ BLURRED OR ILLEGIBLE TEXT OR DRAWING
- ☐ SKEWED/SLANTED IMAGES
- ☐ COLOR OR BLACK AND WHITE PHOTOGRAPHS
- ☐ GRAY SCALE DOCUMENTS
- ☐ LINES OR MARKS ON ORIGINAL DOCUMENT
- ☐ REFERENCE(S) OR EXHIBIT(S) SUBMITTED ARE POOR QUALITY
- ☐ OTHER: \_\_\_\_\_

**IMAGES ARE BEST AVAILABLE COPY.**

**As rescanning these documents will not correct the image problems checked, please do not report these problems to the IFW Image Problem Mailbox.**